

DS N°3 : Modulation de fréquence & Boucle à verrouillage de phase

Eléments de correction

Pb1 : Un dispositif de communication pour jardin connecté

#PLL #Modélisation #Démodulation FSK

Contexte général

Q1 : $U_r = 24V \times \sqrt{2} = 33,94V$ donc $U_r \gg U_m = 0,35V$

Q2 : $f_r = \frac{1}{T} = \frac{1}{20ms} = 50Hz$ On retrouve la valeur classique du réseau secteur

Comme on se situe à 3 décade l'atténuation sera de 60dB car les 2 pentes d'un filtre passe bande sont de 20dB/dec

Q3 : On utilise une modulation de fréquence car elle est très robuste au bruit et elle se prête particulièrement bien aux transmissions sur courant porteur en ligne. Par ailleurs comme les ordres de commande d'ouverture et fermeture des électrovannes sont numériques on opte donc pour une modulation de fréquence numérique.

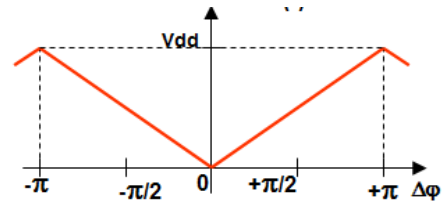
Analyse du récepteur et démodulateur FSK

Q4/Q5 : Voir Diapo 12 Cours Poly PLL

Analyse du fonctionnement de la PLL

Q6 : La porte logique U3 XOR permet de réaliser un comparateur de phase dont la caractéristique de transfert est la suivante :

Le gain de conversion est $K_{cp} = \frac{V_{dd}}{\pi}$



Q7 : $K_{VCO} = (48 - 41,75)kHz / (3 - 0,5)V$ donc $K_{VCO} = 2,5kHz/V$

Q8 : Si l'on suppose que la PLL reste verrouillée alors la fréquence du VCO prend les valeurs f_1 puis f_2 . Dans ce cas pour $f_2 = 46kHz$ on obtient $V_c = 2,2V$ et pour $f_1 = 44kHz$ on obtient $V_c = 1,4V$

Q9 : Comme le comparateur de phase peut délivrer une tension comprise entre 0 et 3,3V, seul le VCO limite ici la plage de maintien qui est donc comprise entre 41,75kHz et 48kHz.

L'autre plage de fonctionnement est la plage de capture.

Pour la caractérisation voir TP + Poly Diapo 16

Modélisation de la PLL

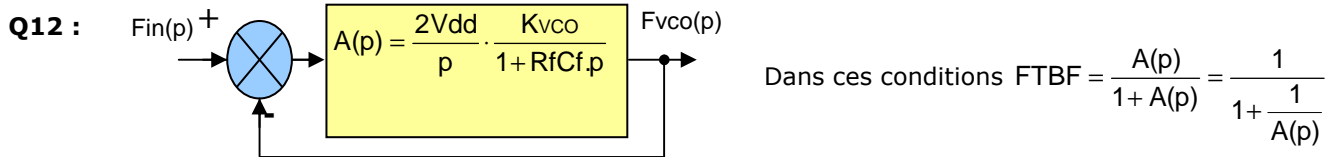
Q10 : Dans le premier bloc on retrouve classiquement la modélisation du comparateur de phase $\frac{2\pi K_{cp}}{p}$ mais

comme $K_{cp} = \frac{V_{dd}}{\pi}$ alors on retrouve bien le bloc $\frac{2V_{dd}}{p}$

Pour le bloc entre V_x et V_c il s'agit de la fonction de transfert du filtre passe bas donc $\frac{V_c(p)}{V_x(p)} = \frac{1}{1 + R_f C_f p}$

Pour le bloc entre V_c et F_{vco} il s'agit du gain de conversion du VCO K_{vco}

Q11 : Il faut aussi que $f_c \ll f_1$ ou f_2 ce qui est le cas ici. $R_f = \frac{1}{2\pi C_f f_c} = 20k\Omega$

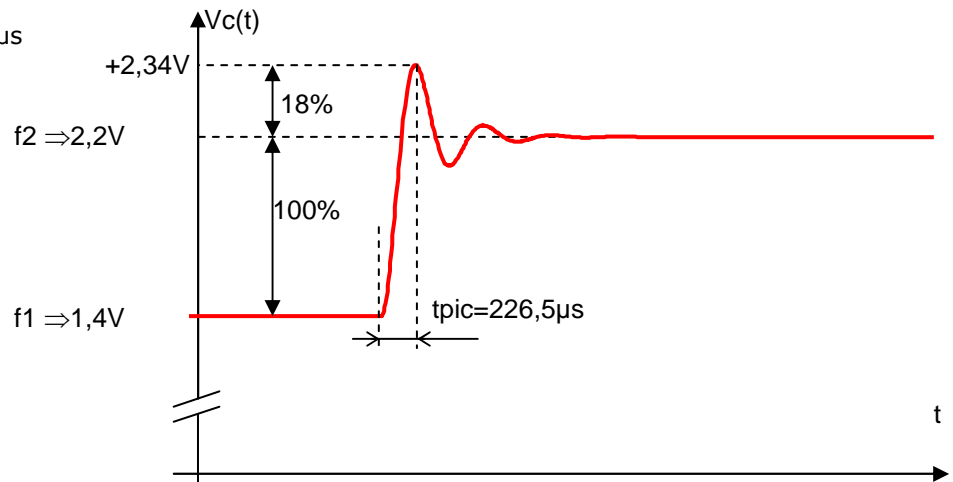


donc $FTBF = \frac{A(p)}{1 + A(p)} = \frac{1}{1 + \frac{p \cdot (1 + R_f \cdot C_f \cdot p)}{2V_{dd} \cdot K_{vco}}}$ donc $FTBF = \frac{1}{1 + \frac{p}{2V_{dd} \cdot K_{vco}} + \frac{R_f \cdot C_f \cdot p^2}{2V_{dd} \cdot K_{vco}}}$ de la forme

$FTBF = \frac{1}{1 + 2m \frac{p}{\omega_N} + \left(\frac{p}{\omega_N}\right)^2}$ avec $\omega_N = \sqrt{\frac{2V_{dd} \cdot K_{vco}}{R_f \cdot C_f}}$ et $\frac{2m}{\omega_N} = \frac{1}{2V_{dd} \cdot K_{vco}}$ soit $m = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{R_f \cdot C_f \cdot 2V_{dd} \cdot K_{vco}}}$

Avec $K_{vco} = 2,5 \text{ kHz/V}$ $V_{dd} = 3,3 \text{ V}$ $R_f = 20 \text{ k}\Omega$ $C_f = 3,3 \text{ nF}$ on en déduit $\omega_N = 15,811 \text{ krad/s}$ et $m = 0,48$

Q13 : $D\% = 18\%$ et $t_{pic} = 226,5 \mu\text{s}$



Q14 : Le trigger connecté sur l'entrée Vc du VCO permet de mettre en forme la tension Vc afin d'obtenir un signal compatible avec l'entrée du μC .

Etude du filtre

Q15 : On rappelle la forme canonique d'un filtre passe bande du 2nd ordre : $T(j\omega) = T_{max} \cdot \frac{\frac{j\omega}{Q\omega_0}}{1 + \frac{j\omega}{Q\omega_0} + \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2}$

$T(j\omega) = \frac{V_i(j\omega)}{V_r(j\omega)} = \frac{1}{R_1 + R_2} \cdot \frac{-R_2 R_3 jC\omega}{1 + \frac{2jC\omega R_1 R_2}{R_1 + R_2} + \frac{R_1 R_2 R_3}{R_1 + R_2} (jC\omega)^2}$ donc par identification

$\frac{1}{\omega_0^2} = \frac{R_1 R_2 R_3 \cdot C^2}{R_1 + R_2}$ soit $\omega_0 = \frac{1}{C} \cdot \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3}}$ soit $f_0 = \frac{1}{2\pi C} \cdot \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3}}$

$\frac{1}{Q\omega_0} = \frac{2C R_1 R_2}{R_1 + R_2}$ soit $\frac{1}{Q} = \frac{2C R_1 R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{C} \cdot \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3}} = \frac{2\sqrt{R_1 R_2}}{\sqrt{R_1 + R_2} \cdot \sqrt{R_3}}$ donc $Q = \frac{\sqrt{R_1 + R_2} \cdot \sqrt{R_3}}{2\sqrt{R_1 R_2}}$

$\frac{T_{max}}{Q\omega_0} = -\frac{R_2 R_3 C}{R_1 + R_2}$ soit $T_{max} = -\frac{R_3}{2R_1}$

Q16 : $f_0 = 44,988 \text{ kHz}$ ce qui correspond bien à la fréquence centrale du signal modulé FSK $Q = 9,61$ et $T_{max} = -0,94$

Q17 : $BP = f_0 / Q = 4,7 \text{ kHz}$ ce qui englobe les 2 fréquences f_1 et f_2 .

Contexte général

$$Q1 : L = \frac{\lambda}{4} = \frac{c}{4f} = 8,68\text{cm}$$

$$Q2 : P = \frac{U_{\text{eff}}^2}{50} = \frac{S_0^2}{2 \times 50} \text{ donc } S_0 = \sqrt{2 \times 50 \times P} = 1\text{V}$$

Analyse spectrale du signal modulé FM

$$Q3 : m=2,4$$

$$Q4 : f_p = \text{center frequency} = 864\text{MHz ce qui correspond bien au canal n}^\circ 2$$

Q5 : Comme le SPAN est de 150kHz cela signifie que chaque division occupe 15kHz ce qui correspond à la fréquence du signal modulant.

$$Q6 : P_{\text{dBm}} = 10 \cdot \log\left(\frac{U^2}{0,1}\right) \text{ donc l'indication pour les marqueurs 1 \& 2 correspond à}$$

$$P_{\text{dBm}} = 10 \cdot \log\left(\frac{(1 \cdot S_0)^2}{0,1}\right) = 4,32\text{dBm}$$

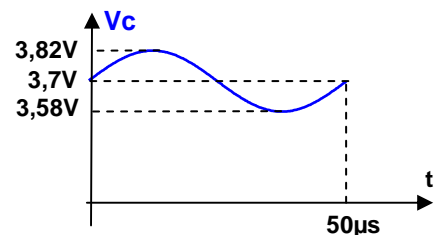
Etude du VCO pour la modulation FM

$$Q7 : K_f = \frac{(865 - 862,5)\text{MHz}}{(4,5 - 0,5)\text{V}} = 625\text{kHz/V}$$

$$\text{et } f_x = f_x = f_{\text{rf}} - K_f \cdot V_c = 865\text{MHz} - 625\text{kHz/V} \cdot 4,5\text{V} = 862,19\text{MHz}$$

Q8 : Pour le canal N°3 la fréquence porteuse est de 864,5MHz ce qui correspond à une tension de commande de 3,7V

Comme on fixe une déviation de +/-75kHz on obtient une variation d'amplitude de +/-0,12V



Q9 : L'occupation spectrale est donnée par la bande de Carson $B_c = 2(\Delta f + F_{\text{modulant}}) = 190\text{kHz}$ qui correspond à une bande de fréquence autour de la fréquence porteuse ou se situe au moins 98% de la puissance du signal modulé.

Etude du transmetteur FM

Q10 : Un VCO seul ne permet pas d'obtenir une très bonne stabilité en fréquence surtout pour ces fréquences élevées. Comme en plus il y a 3 canaux cad 3 fréquences porteuses la synthèse de fréquence est alors indispensable pour effectuer le réglage en ne changeant qu'une valeur de diviseur de fréquence.

$$Q11 : f_{\text{rf}} = N \cdot P \cdot \frac{f_{\text{xtal}}}{R}$$

$$Q12 : N = \frac{f_{\text{rf}} \cdot R}{P \cdot f_{\text{xtal}}} = \frac{f_{\text{rf}}}{100\text{kHz}} \text{ donc pour}$$

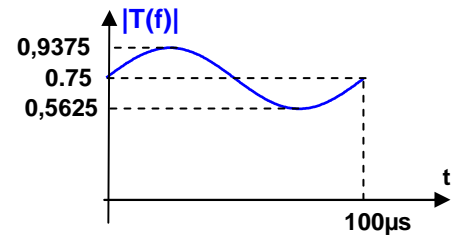
$$\text{Canal n}^\circ 1 \text{ } f_p = 863,5\text{MHz } N = 8635$$

$$\text{Canal n}^\circ 2 \text{ } f_p = 864\text{MHz } N = 8640$$

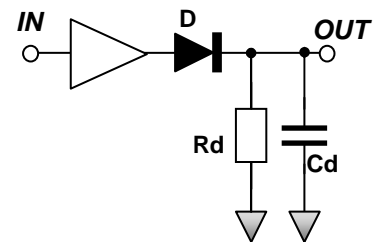
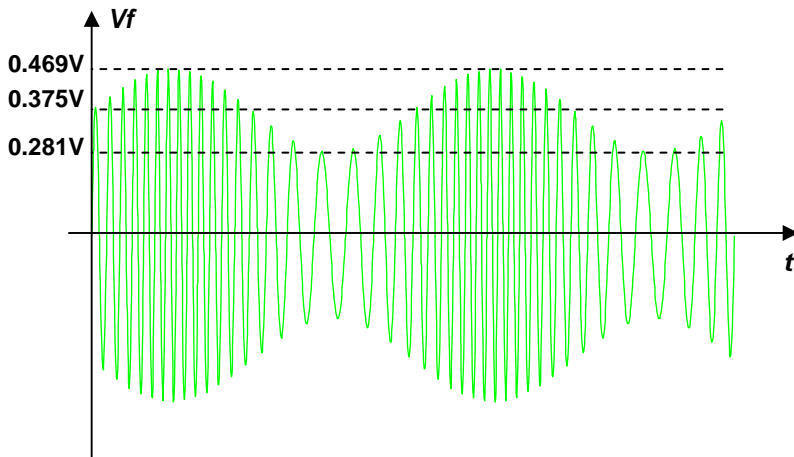
$$\text{Canal n}^\circ 3 \text{ } f_p = 864,5\text{MHz } N = 8645$$

Q13 : En reportant les variations de fréquences sur le tracé du $|T(f)|$

pour $f_r(t) = f_i = 10.6\text{MHz}$ alors $|T(f)| = 0.75$
 pour $\Delta f = 75\text{kHz}$ alors $\Delta|T(f)| = 0,1875$



Q14 : On obtient sur la sortie V_f un signal modulé FM mais dont l'amplitude varie aussi en fonction du signal modulant. Il ressemble donc à un signal modulé AM ce qui explique la présence d'un détecteur de crête (Diode + circuit RC) pour récupérer le signal modulant. Un amplificateur sera toutefois nécessaire pour amplifier le signal afin de permettre le fonctionnement de la diode !



Q15 : Les valeurs de fréquence de l'oscillateur local doivent décaler les canaux sur 10,6MHz donc

fol channel 1 = $863,5\text{MHz} + 10,6\text{MHz} = 874,1\text{MHz}$ ou fol channel 1 = $863,5\text{MHz} - 10,6\text{MHz} = 852,9\text{MHz}$
 fol channel 2 = $864\text{MHz} + 10,6\text{MHz} = 874,6\text{MHz}$ ou fol channel 2 = $864\text{MHz} - 10,6\text{MHz} = 853,4\text{MHz}$
 fol channel 3 = $864,5\text{MHz} + 10,6\text{MHz} = 875,1\text{MHz}$ ou fol channel 3 = $864,5\text{MHz} - 10,6\text{MHz} = 853,9\text{MHz}$

Pour générer ces 3 fréquences une simple PLL en synthèse de fréquence suffit.

Schéma synoptique pour la réalisation de ce casque audio sans fil : Voir poly & Exemples TD